

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 04-009658

(43)Date of publication of application : 14.01.1992

(51)Int.Cl.

G01N 29/22

(21)Application number : 02-109990

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 27.04.1990

(72)Inventor : WAKOU SHIYUUZOU

MISU KOICHIRO

NAGATSUKA TSUTOMU

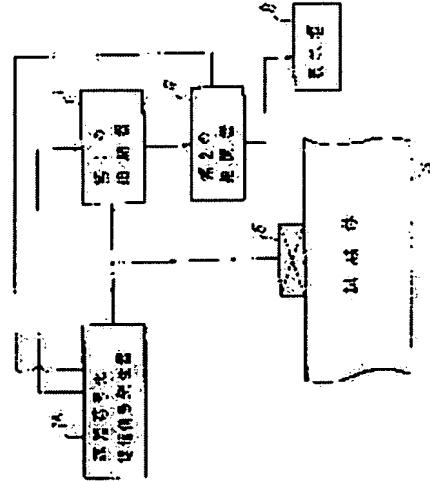
KOIKE MITSUHIRO

(54) INSPECTION DEVICE

(57)Abstract:

PURPOSE: To improve an operation speed by executing the correlation processing of an echo by using a reference signal based upon the 1st sequence and executing the succeeding correlation processing by using a reference signal based upon the 2nd sequence.

CONSTITUTION: A reference unit signal is generated by using the 1st sequence generated from an amplitude coding transmission signal generator 1A. Then, the 2nd sequence is generated from the generator 1A and a transmission obtained from a reference unit signal based upon the 2nd sequence is transmitted to an ultrasonic probe 6. The probe 6 is driven by the transmission signal, transmits an ultrasonic wave to a subject S and receives an echo from the subject S. The reference signal from the generator 1A and the echo are transmitted to the 1st correlator 11 to execute correlation processing. The output of the correlator 11 is transmitted to the 2nd correlator 12, which executes correlation processing between the 2nd reference signal generated from the generator 1A and the output of the 1st correlator 11 and displays its output to a display device 8. Thus, the operation speed can be improved.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]
[Patent number]
[Date of registration]
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]
[Date of extinction of right]

⑨ 日本国特許庁 (JP)

⑩ 特許出願公開

⑪ 公開特許公報 (A)

平4-9658

⑤ Int. Cl. 5

G 01 N 29/22

識別記号

501

庁内整理番号

6928-2J

⑬ 公開 平成4年(1992)1月14日

審査請求 未請求 請求項の数 4 (全27頁)

④ 発明の名称 検査装置

② 特願 平2-109990

② 出願 平2(1990)4月27日

⑦ 発明者 和高修三 神奈川県鎌倉市大船5丁目1番1号 三菱電機株式会社電子システム研究所内

⑦ 発明者 三須幸一郎 神奈川県鎌倉市大船5丁目1番1号 三菱電機株式会社電子システム研究所内

⑦ 発明者 永塚勉 神奈川県鎌倉市大船5丁目1番1号 三菱電機株式会社電子システム研究所内

⑦ 発明者 小池光裕 神奈川県鎌倉市上町屋325番地 三菱電機株式会社鎌倉製作所内

⑦ 出願人 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内2丁目2番3号

⑦ 代理人 弁理士曾我道照 外5名

明細書

1. 発明の名称

検査装置

2. 特許請求の範囲

(1) 第1の系列に基づいて基本単位信号を生成し、前記基本単位信号及び第2の系列に基づいて送信信号を発生する送信信号発生手段、

前記送信信号により励振されて波動を対象物に送信する送信手段、

前記対象物に反射されたエコーを受信する受信手段、

前記第1の系列に基づいて生成される第1の参照信号を用いて、前記エコーを相関処理する第1の相関手段、

並びに

前記第2の系列に基づいて生成される第2の参照信号を用いて、前記第1の相関手段の出力を相関処理する第2の相関手段

を備えたことを特徴とする検査装置。

(2) 前記基本単位信号は、前記第1の系列

を用いて振幅符号化若しくは位相符号化された波形を有している信号、

前記第1の系列の正符号若しくは負符号に単位波形若しくは前記単位波形に-1を掛算して得られる波形を割り当てた信号、

前記第1の系列の正符号若しくは負符号に矩形波形若しくは前記矩形波形に-1を掛算して得られる波形を割り当てた信号、

又は

前記第1の系列の正符号若しくは負符号に振動波形若しくは前記振動波形に-1を掛算して得られる波形を割り当てた信号

であることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の検査装置。

(3) 前記送信信号は、前記第2の系列の正符号若しくは負符号に前記基本単位信号が有する波形若しくは前記基本単位信号が有する波形に-1を掛算して得られる波形を割り当てた信号であることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の検査装置。

特開平4-9658 (2)

(4) 前記第1の参照信号は、前記基本単位信号が有する波形を有する信号

若しくは

前記基本単位信号により前記送信手段を励振したとき前記受信手段により得られる前記対象物からのエコーの波形と同一若しくは類似の波形を有する信号。

又は

前記第2の参照信号は、前記第2の系列を用いて盛幅符号化された波形と同一若しくは類似の波形を有する信号

であることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の検査装置。

3. 発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

この発明は、超音波、電磁波その他の波動を用いた検査装置に関するものである。

特に、パルス圧縮方式を用いた超音波非破壊検査装置などの検査装置に関するものである。

〔従来の技術〕

タル・ゴーレイコード探傷システム」 超音波、7月、1983年、第153頁～第161頁。

(B.B.Lee and E.S.Furgason, 「High-Speed Digital Golay Code Flaw Detection System.」 Ultrasonics, July, 1983, pp.153 - 161)

従来例の構成を第19図を参照しながら説明する。

第19図は、文献Cに示された従来の超音波を用いた検査装置を示すブロック図である。

第19図において、従来の検査装置は、信号源(1)と、この信号源(1)に接続されたデジタル遅延線(2)と、信号源(1)及びデジタル遅延線(2)に接続されたバイポーラ変換器(3)と、このバイポーラ変換器(3)に接続されたトランスマッタ(4)と、同じく信号源(1)及びデジタル遅延線(2)に接続されたバイポーラ変換器(5)と、超音波探触子(6)と、この超音波探触子(6)、トランスマッタ(4)及びバイポーラ変換器(5)に接続されたアナログ相関器(7)と、このアナログ相関器(7)に接続され

た表示器(8)と、システムコントロール(9)とから構成されている。

文献A：E.-E.-リ-とイ.-エ.-フ.-ガソン「高速デジタル・ゴーレイコード探傷システム」『アトリウム・超音波シンポジウム論文録』1981年、第888頁～第891頁。

(B.B.Lee and E.S.Furgason, 「High-Speed Digital Golay Code Flaw Detection System.」 in Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium, 1981, pp.888 - 891)

文献B：E.-E.-リ-とイ.-エ.-フ.-ガソン「超音波±1.7-1-相関探傷システムの評価」『音波及び超音波のアトリウム』会報 vol.SU-29, no.6, 11月, 1982年, 第359頁～第369頁。

(B.B.Lee and E.S.Furgason, 「An Evaluation of Ultrasonic NDE Correlation Flaw Detection Systems.」 IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, vol.SU-29, no.6, November, 1982, pp.359 - 369)

文献C：E.-E.-リ-とイ.-エ.-フ.-ガソン「高速デジ

タル・ゴーレイコード探傷システム」 超音波、7月、1983年、第153頁～第161頁。

なお、超音波探触子(6)は、水槽の水中に設置され、超音波探触子(6)の対向する位置に真ちゅうのターゲットSが配置されている。また、アナログ相関器(7)は、超音波探触子(6)及びバイポーラ変換器(5)に接続された掛算器(7a)、この掛算器(7a)に接続された積分器(7b)とから構成されている。さらに、信号源(1)とデジタル遅延線(2)との間、信号源(1)とバイポーラ変換器(3)及び(5)との間、デジタル遅延線(2)とバイポーラ変換器(3)及び(5)との間にはANDゲート等の論理回路が挿入されている。システムコントロール(9)は、制御するために上述した各機器、回路に接続されている。

つぎに、上述した従来例の動作を第20図及び第21図を参照しながら説明する。

第20図及び第21図は、文献Bに示された従来の検査装置の送信信号及び圧縮パルスを示す波

特開平4-9658 (3)

形図である。

第20図において、横軸はビット (BITS) の単位で表されているが、単位のビットに単位の時間と対応させれば横軸の単位は時間として読み替えることができる。文献Bでは、単位のビットに対応させる単位の時間を記号 δ で表している。したがって、第20図に示す送信信号のパルス幅は、 $63 \times \delta$ である。

この送信信号は、振幅が特殊な系列により符号化された、周波数帯がベースバンドの信号である。振幅の符号化については、後述することとし、まず、使用されている系列について説明する。

使用されている系列は、長さが63ビットの有限長系列であり、周期長が63ビットの周期系列であるm系列 (maximal length sequence) を、一周期で打ち切って作られている。

m系列については、例えば「符号理論」宮川洋、岩垂好裕、今井英樹共著、昭和54年6月29日昭晃堂刊、第474頁～第499頁（以下、文献Dと略称する。）に詳しく述べられている。

この圧縮パルスは、長さ64ビットの有限長系列により振幅符号化した送信信号を用いた場合の例である。この系列は、第20図の送信信号を生成するときに用いた長さ63ビットの有限長系列に、1ビットを付加して作られたものである。したがって、この送信信号のパルス幅は、 $64 \times \delta$ である。エコーのパルス幅もこれとほぼ同等の長さである。

しかしながら、第21図で示すように、圧縮パルスのエネルギーの大半は、図中、中央の時間幅内 (数ビット $\times \delta$) に集中している。この中央の振幅の大きい信号部分は、圧縮パルスの主ロープと呼ばれる。主ロープのパルス幅は短い。これは、送信信号のパルス幅と同等に長い時間にわたってほぼ一様に分布していたエコーのエネルギーが、時間軸上のはぼ一点に圧縮されたことを意味している。主ロープの両側における振幅の小さい信号部分は、圧縮パルスのレンジサイドロープと呼ばれる。

さて、信号源(1)及びデジタル遅延線(2)

m系列は、長さが無限長の周期系列であり、系列をなす成分が2つの要素からなる2値系列である。2つの要素には、符号+と符号-が割り当てられる場合もあるし、数値+1と数値-1、あるいは、数値1と数値0とが割り当てられる場合もある。第20図の例では、周期長が63ビットで、長さが無限長のm系列をもとにし、その一周期を取り出して有限長系列を作っている。

次に、この有限長系列を用いた振幅の符号化について説明する。

有限長系列をなす一方の要素に振幅+1を、他方の要素に振幅-1を対応させて、系列の2つの要素の表れる順番にしたがって、単位時間 δ 毎に振幅を相対値で±1に変調している。このような信号は、振幅を符号化された波形を有する信号と呼ばれる。

第21図において、第20図と同様に、横軸はビットの単位で表示されているが、単位のビットに単位の時間 δ を対応させれば、横軸の単位は時間として読み替えることができる。

から、バイポーラ変換器(3)及びトランスマッタ(4)を介して、第20図で示したような、送信信号が生成される。この送信信号により超音波探触子(6)が駆動される。

超音波探触子(6)から水中に放射された超音波は、ターゲットSにより反射され、再び超音波探触子(6)により受信される。超音波探触子(6)により受信されたエコーは、アナログ相関器(7)の掛算器(7a)に伝達される。

上述したエコーのパルス幅は、送信信号と同等に長い。すなわち、エコーのエネルギーは、送信信号のパルス幅にはほぼ相当する長い時間 (第20図の場合では、ほぼ $63 \times \delta$ 、第21図の場合では、ほぼ $64 \times \delta$) にわたって、ほぼ一様に分布している。

一方、前記送信信号と同じ信号が、デジタル遅延線(2)及びバイポーラ変換器(5)を介して、アナログ相関器(7)の掛算器(7a)に伝達される。

アナログ相関器(7)は、エコーと送信信号と

特開平4-9658 (4)

の間の相関演算を実行する。この相関演算により、送信信号と同等に長い時間にわたって、時間軸上にはほぼ一様に広がって分布していたエコーのエネルギーは、時間軸上のはば一点に圧縮される。圧縮されて得られたパルスは、圧縮パルスと呼ばれる。

アナログ相関器(7)により得られた圧縮パルスは、表示器(8)に伝達され、最終結果として表示される。

上述した従来の検査装置の距離分解能は、圧縮パルスの主ロープのパルス幅(以下、圧縮パルスのパルス幅と略称する。)により決まる。送信信号のパルス幅が長いにもかかわらず、圧縮パルスのパルス幅は上述したように短い。したがって、もともとパルス幅の短い送信信号を用いたパルスエコー法による検査装置の場合と同等の分解能を得られる。

一方、S/N比(信号対雑音比)は、送信信号の平均送信エネルギーが大きいほど高くなる。平均送信エネルギーは、送信信号のパルス幅が長い

ほど大きい。したがって、従来の検査装置は、もともとパルス幅の短い送信信号を用いたパルスエコー法に比べ、高いS/N比が得られる。

以上のように、従来の検査装置は、分解能も優れ、S/N比も高くとれる。

ところで、エコーと送信信号との相関演算とは、エコー及び送信信号を $r(t)$ 及び $s(t)$ とすると、

$$\int s(t-\tau) r(t) dt$$

[積分範囲: $-\infty \sim \infty$] … 式①

で表わされる演算を、 τ を変数とした新たな関数を求める演算である。この新たな関数は相関関数と呼ばれ、上記圧縮パルスに相当する。もちろん、エコー $r(t)$ 又は送信信号 $s(t)$ のどちらか一方が有限の時間範囲内でのみ零以外の値をとり、その時間範囲以外では零となる関数ならば、上記積分範囲は有限となる。

従来の検査装置では、上述したように、エコーと送信信号との相関演算はアナログ相関器(7)を用いて行っている。しかし、アナログ相関器

(7)は、掛算器(7a)と積分器(7b)とだけで構成されている。このため、式①における変数 τ を変える操作は外部から行う必要がある。つまり、送信信号 $s(t)$ を τ だけ遅らせる操作は、デジタル遅延線(2)とシステムコントロール(9)により行われ、掛算器(7a)には $s(t-\tau)$ が入力される。これは、つぎのことを意味している。

まず、アナログ相関器(7)のみでは、式①における変数 τ を変える操作は行われていないので、アナログ相関器(7)は正確には相関器ではない。さらに、1回の送信だけでは圧縮パルス(相関関数)の時間波形は求まらない。つまり、1回の送信から求まるのは、変数 τ をある値に固定したときの、その値における圧縮パルスの値のみである。圧縮パルスの時間波形を求めるには、変数 τ を逐次変えながら何回か送信を繰り返す必要がある。したがって、最終結果が得られるまでにかなりの時間を必要とする。

式①で示される相関演算を行うための他の相関

器について第22図を参照しながら説明する。

第22図は、この発明と関連する特開平1-45316号に示された他の相関器を示すブロック図である。

第22図において、相関器(10)は、タップ付遅延線(10a)と、このタップ付遅延線(10a)の各出力タップに接続された複数の掛算器(10b)と、これら複数の掛算器(10b)に接続された加算器(10c)とから構成されている。

この相関器(10)は、式①がつぎのように変形できることを利用して、相関演算を実現している。すなわち、式①はつぎのように変形できる。

$$\int s(t-\tau) r(t) dt$$

[積分範囲: $-\infty \sim \infty$]

$$= \int r(t+\tau) s(t) dt$$

[積分範囲: $-\infty \sim \infty$]

$$= \int r(t+\tau) s(t) dt$$

[積分範囲: $0 \sim T$]

$$= \sum r(k\Delta t + \ell\Delta t) s(k\Delta t)$$

特開平4-9658 (5)

$$[k = 1 \sim K] \dots \text{式④}$$

ただし、送信信号 $s(t)$ は、 $0 \sim T$ の時間範囲以外では零をとるものとしている。また、 k, l は整数、 Δt はサンプリング間隔、 K は定数であり、 $t = k \Delta t$ 、 $\tau = l \Delta t$ 、 $T = K \Delta t$ である。

相関器 (10) では、 Δt はタップ付遅延線 (10a) の遅延時間、 K はタップ総数である。エコー $r(t)$ がタップ付遅延線 (10a) に入力されると、例えば、 k 番目のタップの出力は、あらかじめ用意された重み $s(k \Delta t)$ が掛算器 (10b) により掛算される。その後、加算器 (10c) は、すべてのタップの出力を加算し、その結果は上述した式④に等しい。

この相関器 (10) では、変数 τ を変える操作は、エコー $r(t)$ をタップ付遅延線 (10a) に時間的に逐次入力することに相当する。エコー $r(t)$ は、当然のことながら、超音波探触子 (6) から時間的に逐次入力されてくる。したがって、変数 τ を変える操作は自動的に行われている。すなわち、第 22 図に示す相関器 (10) で

は、1 回の送信だけで圧縮パルスの時間波形を得ることができる。

しかし、送信信号の継続時間が長くなると、つまり、上述の T が大きくなるにしたがって、タップ数 K の多いタップ付遅延線 (10a) が要求される。これに伴い、掛算器 (10b) の個数も多くの必要となる。さらに、加算器 (10c) も、入力端子数の多いものが要求される。このように、掛算器 (10b) の個数が多くなるほど、また、加算器 (10c) の入力端子数が多くなるほど、実現できる相関器 (10) の動作スピードは遅くなってくる。また、装置の価格も高くなる。

[発明が解決しようとする課題]

上述したような従来の検査装置では、最終結果である圧縮パルスを得るのに時間がかかり、これを短くして実時間性を実現しようとすると動作スピードが遅くなるという問題点があった。

この発明は、上述した問題点を解決するためになされたもので、低価格で動作スピードを速くすることができる検査装置を得ることを目的とする。

[課題を解決するための手段]

この発明に係る検査装置は、次に掲げる手段を備えたものである。

(1) 第 1 の系列に基づいて基本単位信号を生成し、前記基本単位信号及び第 2 の系列に基づいて送信信号を発生する送信信号発生手段。

(2) 前記送信信号により励振されて波動を対象物に送信する送信手段。

(3) 前記対象物に反射されたエコーを受信する受信手段。

(4) 前記第 1 の系列に基づいて生成される第 1 の参照信号を用いて、前記エコーを相関処理する第 1 の相関手段。

(5) 前記第 2 の系列に基づいて生成される第 2 の参照信号を用いて、前記第 1 の相関手段の出力を相関処理する第 2 の相関手段。

[作用]

この発明においては、送信信号発生手段によって、第 1 の系列に基づいて基本単位信号が生成され、前記基本単位信号及び第 2 の系列に基づいて

送信信号が発生される。

また、送信手段によって、前記送信信号により励振されて波動が対象物に送信され、受信手段によって、前記対象物に反射されたエコーが受信される。

さらに、第 1 の相関手段によって、前記第 1 の系列に基づいて生成される第 1 の参照信号を用いて、前記エコーが相関処理される。

そして、第 2 の相関手段によって、前記第 2 の系列に基づいて生成される第 2 の参照信号を用いて、前記第 1 の相関手段の出力が相関処理される。

[実施例]

これから、この発明の 6 つの実施例を順次説明する。

まず、この発明の第 1 実施例の構成を第 1 図を参照しながら説明する。

第 1 図は、この発明の第 1 実施例を示すブロック図であり、超音波探触子 (6) 及び表示器 (8) は第 19 図で示した上記従来装置のものと全く同一である。

第1図において、この発明の第1実施例は、上述した従来装置のものと全く同一のものと、振幅符号化送信信号発生器(1A)と、この振幅符号化送信信号発生器(1A)及び超音波探触子(6)に接続された第1の相関器(11)と、この第1の相関器(11)及び振幅符号化送信信号発生器(1A)に入力側が接続されかつ表示器(8)に出力側が接続された第2の相関器(12)とから構成されている。

なお、超音波探触子(6)は振幅符号化送信信号発生器(1A)にも接続され、試験体Sに接触している。

つぎに、上述した第1実施例の動作を第2図及び第3図を参照しながら説明する。

第2図及び第3図は、この発明の第1実施例における基本単位信号及び送信信号を示す波形図である。

振幅符号化送信信号発生器(1A)は、第1の系列{a}を発生し、この系列を用いて基本単位信号を発生する。また、第2の系列{p}を発生

号 $g(t)$ から、次に述べる手順にしたがって発生した信号である。すなわち、第2の系列{p}の符号+には基本単位信号 $g(t)$ を割り当て、符号-には基本単位信号 $g(t)$ に-1を掛けて得られる信号 $-g(t)$ を割り当てて、第2の系列{p}の符号の現れる順序にしたがって、 $\pm g(t)$ が時間軸上に配列されている。第2の系列{p}の系列の符号(±)と、信号 $\pm g(t)$ との間の関係をわかりやすくするために、図中、第2の系列{p}の系列の符号をあわせて記入してある。 T_p は固定時間である。

第3図に示した送信信号は、次の式で表わされる。

$$\begin{aligned}s(t) &= \sum p_i g [t - (i-1) T_p] \\&\quad (\text{和は } i \text{ について } 1 \sim N \text{ までとする。}) \\&= p_1 g(t) + p_2 g(t - T_p) \\&\quad + p_3 g(t - 2 T_p) \quad \dots \text{ 式④}\end{aligned}$$

ここで、 p_i ($i = 1, 2, \dots, N$)の符号は±1(複合同順)と同一とみなして計算している(以下同様)。

特開平4-9658 (6)

し、上記基本単位信号と上記第2の系列{p}とから次に述べる手順にしたがって送信信号を発生する。そして、送信信号を超音波探触子(6)に伝達する。

基本単位信号は、第2図に示すように、第1の系列{a}として、長さMが4である。

$$\begin{aligned}\{a\} &= \{a_1, a_2, a_3, a_4\} \\&= \{+, +, -, +\}\end{aligned}$$

を採用し、従来と同様に、振幅を符号化した波形を有する信号である。第1の系列{a}と振幅符号化との間の関係をわかりやすくするために、この系列の符号(±)を図中にあわせて記入してある。また、図中、 t_0 は固定時間である。以下、上記基本単位信号を $g(t)$ で表わす。ただし、 t は時間である。

送信信号は、第3図に示すように、第2の系列{p}として、長さNが3である。

$$\begin{aligned}\{p\} &= \{p_1, p_2, p_3\} \\&= \{+, +, -\}\end{aligned}$$

を採用し、この系列と第2図に示した基本単位信

号 $g(t)$ から、次に述べる手順にしたがって発生した信号である。すなわち、第2の系列{p}の符号+には基本単位信号 $g(t)$ を割り当て、符号-には基本単位信号 $g(t)$ に-1を掛けて得られる信号 $-g(t)$ を割り当てて、第2の系列{p}の符号の現れる順序にしたがって、 $\pm g(t)$ が時間軸上に配列されている。第2の系列{p}の系列の符号(±)と、信号 $\pm g(t)$ との間の関係をわかりやすくするために、図中、第2の系列{p}の系列の符号をあわせて記入してある。 T_p は固定時間である。

エコー $r(t)$ は、次の式で表わされる。

$$r(t) = C_0 \times$$

$$\int s(t_i) h(t - t_0 - t_i) dt, \quad [\text{積分範囲: } -\infty \sim \infty] \quad \dots \text{ 式④}$$

ここで、 C_0 は定数を表わす。また、 $h(t)$ は、振幅符号化送信信号発生器(1A)の出力端から、超音波探触子(6)、試験体Sの反射体、再び超音波探触子(6)を経由して、第1の相関器(11)の入力端に至るまでの信号伝搬経路における周波数応答特性の逆フーリエ変換を表わす。すなわち、前記信号伝搬経路のインパルス応答を表わす。また、 t_0 は試験体S内の反射体まで超音波が往復するのに要する時間である。

$C_0 = 1$ としても一般性を失わないでの、以下 $C_0 = 1$ として説明する。

特開平4-9658 (7)

受信されたエコー $r(t)$ は、第1の相関器 (11) に伝達される。一方、エコーの相関処理に用いられる第1の参照信号が、振幅符号化送信信号発生器 (1A) により発生され、同じく第1の相関器 (11) に伝達される。第1の参照信号は第1の系列 $\{a\}$ に関連した信号である。この信号を $u_a(t)$ で表わす。

第1の相関器 (11) では、エコー $r(t)$ と第1の参照信号 $u_a(t)$ との間で相関演算を実行する。すなわち、相関演算の結果を $C_a(t)$ とすると次の式で表わされる。

$$C_a(t) = \int u_a(t_s - t) r(t_s) dt_s, \quad [積分範囲: -\infty \sim \infty] \quad \text{式④}$$

なお、この相関演算の結果は、

$$A(t) = \int \int u_a(t_s - t) g(t_s) dt_s, \\ h(t_s - t_0) dt_s, dt_s, \quad [積分範囲: -\infty \sim \infty] \quad \text{式⑤}$$

とおけば、式④～式⑤から次式に等しい。

$$C_a(t) = \sum p_i A[t - t_0 - (i - 1) T_p] \\ (\text{和は } i \text{ について } 1 \sim N \text{ までとる。})$$

列 $\{p\}$ に関連した信号である。

第2の参照信号を $u_p(t)$ で表わす。第2の相関器 (12) では、第1の相関器 (11) の出力である $C_a(t)$ と第2の参照信号 $u_p(t)$ との間で相関演算を実行する。すなわち、この相関演算の結果を $C(t)$ とすれば、相関演算は次の式で表わされる。

$$C(t) = \int u_p(t_s - t) C_a(t_s) dt_s, \quad [積分範囲: -\infty \sim \infty] \quad \text{式⑥}$$

第2の相関器 (12) の出力 $C(t)$ は、表示器 (8) に伝達され従来と同様に表示される。

ここで、上述したこの発明の第1実施例の動作原理を第4図、第5図、第6図及び第7図を参照しながら説明する。

第4図はこの発明の第1実施例の基本単位圧縮パルスを示す波形図、第5図は第1の相関器 (11) の出力信号を示す波形図、第6図は第2の参照信号を示す波形図、第7図は第2の相関器 (12) の出力信号(圧縮パルス)を示す波形図である。

$$= p_1 A(t - t_0) \\ + p_2 A(t - t_0 - T_p) \\ + p_3 A(t - t_0 - 2T_p) \quad \text{式⑦}$$

この式⑦において、 $A(t - t_0)$ は、基本単位信号 $g(t)$ により超音波探触子 (6) を駆動し、このとき得られるエコーを、参照信号として上記第1の参照信号 $u_a(t)$ を用いて相関処理して得られる圧縮パルス(以下、基本単位圧縮パルスと呼ぶ。)に対応している。

また、式⑦より、 $C_a(t)$ は、上記基本単位圧縮パルス $A(t - t_0)$ を3個、時間軸上に $0, T_p, 2T_p$ だけずらして配置し、それぞれ、第2の系列 $\{p\}$ の成分 p_1, p_2, p_3 を掛けて計算したものに等しいことがわかる。

第1の相関器 (11) の出力である $C_a(t)$ は第2の相関器 (12) に伝達される。一方、第2の相関器 (12) における相関処理に用いられる第2の参照信号が、振幅符号化送信信号発生器 (1A) により発生され、第2の相関器 (12) に伝達される。この第2の参照信号は、第2の系

列 $\{p\}$ に関連した信号である。

第4図に示す基本単位圧縮パルス $A(t - t_0)$ は、基本単位信号 $g(t)$ として第2図に示した信号を用い、また、第1の参照信号 $u_a(t)$ として基本単位信号 $g(t)$ 自体を用い、さらに、 $h(t)$ はデルタ関数とした場合の式⑤による計算結果である。

第4図に示すように、基本単位圧縮パルス $A(t - t_0)$ は、 $t = t_0$ 近傍のみ大きな振幅(主ローブ)を有し、 $t \neq t_0$ における振幅(サイドローブレベル)は小さいことがわかる。

第5図に示す第1の相関器 (11) の出力信号 $C_a(t)$ は、第4図に示した基本単位圧縮パルス $A(t - t_0)$ と式⑦とからの計算結果である。なお、 T_p は $6\mu s$ とした。第5図に示すように、第1の相関器 (11) の出力信号 $C_a(t)$ では、エネルギーが時間軸上に分散している。このように、エネルギーが時間軸上に分散することは、 T_p を $6\mu s$ から変化させても変わらない。

しかし、第1の相関器 (11) の出力信号 $C_a(t)$ を第2の相関器 (12) により相関処理す

特開平4-9658 (8)

ることにより、以下に示すように、第1の相関器(11)の出力信号 $C_a(t)$ を圧縮することができる。

これについて、第2の参照信号として第2の系列 $\{p\}$ を用いて発生した、第6図に示す信号について説明する。

第6図に示す信号は、第2の系列 $\{p\}$ を用いて振幅を符号化した波形を有する信号である。この信号と第2の系列 $\{p\}$ の符号との間の関係をわかりやすくするために、図中、第2の系列 $\{p\}$ の符号をあわせて記入してある。

第6図に示す第2の参照信号 $u_p(t)$ を用いた場合、 $C(t)$ は式④からつぎのようになる。

$$\begin{aligned} C(t) &= \sum p_i C_a[t + (i - 1) T_p] \\ &\quad (\text{和は } i \text{ について } 1 \sim N \text{ までとる。}) \\ &= p_0 C_a(t) \\ &\quad + p_1 C_a(t + T_p) \\ &\quad + p_2 C_a(t + 2T_p) \quad \cdots \text{式④} \end{aligned}$$

さらに、第2の系列 $\{p\}$ の自己相関関数を $\rho_{pp}(i)$ 、($i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm (N-1)$)と表わすと、

くなることがわかる。すなわち、第1の相関器(11)の出力である $C_a(t)$ は圧縮され、サイドローブレベルの低い圧縮パルス $C(t)$ が得られることがわかる。

第7図は、式④から計算により求めた圧縮パルス $C(t)$ を示す。

第7図では、基本単位圧縮パルス $A(t - t_0)$ として第4図に示したものを使い、また、第2の系列の自己相関関数 $\rho_{pp}(i)$ において、 $\rho_{pp}(0) = 3$ 、 $\rho_{pp}(1) = 0$ 、 $\rho_{pp}(2) = -1$ であることを用いた。また、 $T_p = 4\delta$ とした。

第7図において、信号のエネルギーの大半は、 $t = t_0$ 近傍に集中している。すなわち、 $t = t_0$ 近傍にのみ大きな振幅(主ロープ)を有し、 $t \neq t_0$ における振幅(サイドローブレベル)の小さい圧縮パルスが得られていることがわかる。

すなわち、この発明の第1実施例においても、従来と同様に、 $t = t_0$ 近傍にのみ大きな振幅(主ロープ)を有し、 $t \neq t_0$ における振幅(サイドローブレベル)の小さい圧縮パルスが得られるこ

$C(t)$ は式①及び④からつぎのようになる。

$$\begin{aligned} C(t) &= \rho_{pp}(0) A(t - t_0) \\ &+ \sum \rho_{pp}(i) [A(t - t_0 - iT_p) + A(t - t_0 + iT_p)] \\ &\quad (\text{和は } i \text{ について } 1 \sim N \text{ までとる}) \\ &= \rho_{pp}(0) A(t - t_0) \\ &+ \rho_{pp}(1) [A(t - t_0 - T_p) + A(t - t_0 + T_p)] \\ &+ \rho_{pp}(2) [A(t - t_0 - 2T_p) + A(t - t_0 + 2T_p)] \\ &\quad \cdots \text{式⑤} \end{aligned}$$

この式⑤より、第2の系列 $\{p\}$ の自己相関関数 $\rho_{pp}(i)$ が、 $i = 0$ において大きな振幅(主ロープ)をもち、 $i \neq 0$ における振幅(サイドローブレベル)が小さければ、式⑤の右辺における第2項及び第3項は、第1項に比べて小さくなることがわかる。

さらに、基本単位圧縮パルス $A(t - t_0)$ が、 $t = t_0$ 近傍にのみ大きな振幅(主ロープ)を有し、 $t \neq t_0$ における振幅(サイドローブレベル)が小さければ、式⑤の右辺の第1項は、 $t = t_0$ 近傍にのみ大きな振幅(主ロープ)を有し、 $t \neq t_0$ における振幅(サイドローブレベル)は小さ

ことがわかった。

つぎに、この発明の第1実施例の効果について第8図、第9図及び第10図を参照しながら説明する。

第8図はこの発明の第1実施例の $T_p = 4\delta$ とした場合の送信信号を示す波形図、第9図は第1の相関器(11)の構成を示すブロック図、第10図は第2の相関器(12)の構成を示すブロック図である。

送信信号は、第8図に示すように、第3の系列(+, +, -, +, +, +, -, +, -, +, -)を用いて振幅を符号化した波形を有する信号に等しい。なお、上記第3の系列は、第1の系列 $\{a\}$ と第2の系列 $\{p\}$ とから、次式にしたがって生成した長さ12の系列に等しい。

$$\begin{aligned} &(a_1 p_1, a_2 p_1, a_3 p_1, a_4 p_1, \\ &a_1 p_2, a_2 p_2, a_3 p_2, a_4 p_2, \\ &a_1 p_3, a_2 p_3, a_3 p_3, a_4 p_3) \end{aligned}$$

ここで、符号(±)は±1と同等とみなして掛算している。

特開平4-9658 (9)

さて、第8図に示した送信信号を用いたときの従来の検査装置について考えてみる。

送信信号の継続時間Tは第8図より 12δ である。したがって、単位時間 δ 当たり K 個のサンプリングを行い、式②にしたがって第22図に示す相関器(10)を構成すると、 $K = 12 \times K$ となるから、タップ数 $12 \times K$ 個のタップ付遅延線(10a)と、このタップ付遅延線(10a)の各出力タップに接続された $12 \times K$ 個の掛算器(10b)と、入力端子数 $12 \times K$ 個の加算器(10c)とが必要である。

一方、この発明の第1実施例に係る検査装置では、第1の参照信号として基本単位信号 $g(t)$ を用いている。基本単位信号 $g(t)$ の継続時間は、第2図より $4 \times \delta$ である。したがって、式⑤を式②と同様に変形し、単位時間 δ 当たり K 個のサンプリングを行うものとして、第1の相関器(11)を構成すれば、第9図に示すようになる。

第9図において、第1の相関器(11)は、タップ数 $4 \times K$ 個のタップ付遅延線(11a)と、

の出力タップにおいて $4 \times K$ 個（時間 T_p に相当する。）おきに接続された3個の掛算器(12b)と、入力端子数3個の加算器(12c)とから構成されている。

さて、この発明の第1実施例に係る検査装置の第1の相関器(11)と第2の相関器(12)において要求される掛算器(11b)及び(12b)の総個数を、従来の検査装置の相関器(10)において要求される掛け算器(10b)の個数と比較してみる。この発明の第1実施例においては、総数($4 \times K + 3$)個、従来装置においては、 $12 \times K$ 個である。すなわち、この発明の第1実施例においては、掛け算器の個数が大幅に少なくて済む。このように、掛け算器の個数が少なくて済むことは、装置の動作スピードの向上や低価格化につながる効果がある。

さらに、第2の相関器(12)において要求される掛け算器(12b)への重み付けは、上述の第1実施例では、±1のいずれかである。重み付けが±1であることは、掛け算器(12b)は不要で

このタップ付遅延線(11a)の各出力タップに接続された $4 \times K$ 個の掛け算器(11b)と、入力端子数 $4 \times K$ 個の加算器(11c)とから構成される。

つぎに、この発明の第1実施例に係る検査装置の第2の相関器(12)について考えてみる。

第2の相関器(12)は、第1の相関器(11)の出力である $C_a(t)$ から、式④の右辺の演算を行なう機能を有していれば良い。式④の右辺は、時間 t における $C_a(t)$ の値に p_1 を掛け、時間 $(t + T_p)$ における $C_a(t)$ の値に p_2 を掛け、時間 $(t + 2T_p)$ における $C_a(t)$ の値に p_3 を掛けけて、これらを加算することを意味している。したがって、単位時間 δ 当たり K 個のサンプリングを行うものとすれば、 $T_p = 4\delta$ であるので、第2の相関器(12)は第10図に示すように構成すれば良い。

すなわち、第10図において、第2の相関器(12)は、タップ数 $8 \times K$ 個のタップ付遅延線(12a)と、このタップ付遅延線(12a)

あることを意味している。また、重み付けが-1であることは、掛け算器(12b)をインバータで置き換えることを意味している。したがって、この発明の第1実施例は、動作スピードや価格の面で益々有利である。

一方、同様に、加算器について比較してみる。この発明の第1実施例においては、入力端子数 $4 \times K$ 個の加算器(11c)と、入力端子数3個の加算器(12c)とで済む。これに対し、従来装置においては、入力端子数 $12 \times K$ 個の加算器(10c)が必要である。加算器は、ねずみ算式に加算していくので、入力端子数が少なくなれば、これも動作スピードの向上や低価格化につながる効果がある。

なお、上記第1実施例では、基本単位信号 $g(t)$ において、第1の系列(a)の各要素(± 1)に対応する波形が矩形の場合について説明したが、上記各要素に対応する波形を矩形に近い波形とした場合についても、上記第1実施例と同様の作用、効果がある。

特開平4-9658 (10)

この発明の第2実施例の構成を第11図を参照しながら説明する。

第11図は、この発明の第2実施例を示すブロック図であり、振幅符号化送信信号発生器(1A)、第1の相関器(11)、第2の相関器(12)、超音波探触子(6)及び表示器(8)は上記第1実施例のものと全く同一である。

第11図において、この発明の第2実施例は、上述した第1実施例のものと全く同一のものと、振幅符号化送信信号発生器(1A)に入力側が接続されかつ第1の相関器(11)に出力側が接続された第1の参照信号発生器(13)と、振幅符号化送信信号発生器(1A)に入力側が接続されかつ第2の相関器(12)に出力側が接続された第2の参照信号発生器(14)とから構成されている。

第1の参照信号発生器(13)は、上述した第1実施例における基本単位信号 $g(t)$ により超音波探触子(6)を駆動したときに得られるエコーの波形と類似あるいは同一の波形を有する信号

を発生し、これを第1の参照信号として第1の相関器(11)に伝達する。

第2の参照信号発生器(14)は、上記第1実施例における第2の参照信号と類似あるいは同一の波形を有する信号を発生し、これを第2の参照信号として第2の相関器(12)に伝達する。

上記第1の参照信号の波形は、式④の右辺において $s(t_i)$ を $g(t_i)$ で置き換えたときに得られる信号の波形にほぼ等しいものである。したがって、第1の参照信号発生器(13)は、超音波探触子(6)が送受総合で有する周波数応答特性と、試験体Sの周波数応答特性と、欠陥などの反射体の超音波反射に関する周波数応答特性とをあわせもった周波数応答特性を有するフィルタとして働く。

このように、エコーを相関処理することは、エコーを整合フィルタ又は近似的整合フィルタに通す信号処理を行っていることに相当する。整合フィルタは雑音に埋もれた信号を最大のS/N比で受信する効果をもっている。

したがって、この発明の第2実施例は、第1の参照信号として、基本単位信号自身を用いる第1実施例に比べS/N比をさらに改善できる効果が、第1実施例の作用、効果に相乗する。

なお、第2の参照信号発生器(14)は、時間 T_p ごとに振幅が±1から少しづつずれた信号を第2の参照信号として発生してもよい。圧縮パルスC(t)が高いS/N比で得られるように、iごとに、それぞれ±1から値をずらしてもよい。

また、この発明の第2実施例では、第1の参照信号の継続時間内に K_1 個のサンプリング点があり、時間 T_p 間に K_2 個のサンプリング点があるものとすると、第1の相関器(11)は、式⑤を式②と同様に変形するばわかるように、タップ数 K_1 個のタップ付遅延線と、このタップ付遅延線の各出力タップに接続された K_2 個の掛算器と、入力端子数 K_1 個の加算器とから、第9図と同様に構成すればよい。第2の相関器(12)は、タップ数 $(N-1) \times K_1$ 個のタップ付遅延線と、このタップ付遅延線の各出力タップにおいて、 K_2

個おきに接続された N 個の掛算器と、入力端子数 N 個の加算器とから、第10図と同様に構成すればよい。ただし、 N 個の掛算器への重み付け p_i ($i = 1, 2, 3, \dots, N$)は、±1としてもよいし、上述のように圧縮パルスC(t)が高いS/N比で得られるように、iごとに、それぞれ±1から値をずらしてもよい。

この発明の第3実施例の構成を第12図を参照しながら説明する。

第12図は、この発明の第3実施例を示すブロック図であり、位相符号化送信信号発生器(1B)以外は、上記第1実施例のものと全く同一である。

つぎに、上述した第3実施例の動作を第13図、第14図及び第15図を参照しながら説明する。

第13図はこの発明の第3実施例における基本単位信号を示す波形図、第14図(a)及び(b)は基本単位信号を構成する他の単位波形を示す波形図、第15図は送信信号を示す波形図である。

第13図において、基本単位信号は、上述した第1実施例の場合と同一の第1の系列(a)を用

特開平4-9658 (11)

いて発生させた信号である。図中、 δ は固定時間である。第1の系列と基本単位信号との関係をわかりやすくするため、第1の系列 (a) の符号 (±) をあわせて記入してある。

第13図では、第1の系列 (a) の各要素 (±) に対応する単位波形が正弦波形の場合を示しているが、上記単位波形は、第14図 (a) 又は (b) に示すように、滑らかな曲線部を有する波形や、振幅や零クロス点の間隔が一定でない振動波形であってもよい。

なお、第13図において、固定時間 δ が固定時間 δ_0 に等しい場合には、基本単位信号は位相を符号化した波形を有する信号となる。位相符号化の方法については、この発明と関連する特願平1-45316号に詳細に述べられている。

第15図において、送信信号は、上述した第1実施例の場合と同一の第2の系列 (p) と、第13図に示した基本単位信号とから、第1実施例の場合と同一の手順にしたがって発生した信号である。すなわち、第2の系列 (p) の符号 + には基

本単位信号 $g(t)$ を割り当て、符号 - には基本単位信号 $g(t)$ に - 1 を掛けて得られる信号 - $g(t)$ を割り当てて、第2の系列 (p) の符号の現れる順序にしたがって、± $g(t)$ が時間軸上に配列されている。第2の系列 (p) の符号±と、信号± $g(t)$ との関係をわかりやすくするため、図中、第2の系列 (p) の符号±をあわせて記入してある。

この発明の第3実施例では、第3回に示した第1実施例の送信信号を、第1う回に示した送信信号で置き換えて超音波探触子 (6) を駆動する。エコーの信号処理は、第1実施例と同様である。すなわち、第1の参照信号として、第13図に示した基本単位信号を用い、第2の参照信号としては、第1実施例のものと全く同一のものを用いる。

この発明の第3実施例においても、式④～⑩が基本単位信号 $g(t)$ の波形の形状にかかわらず成立すること、及び、第13図に示した基本単位信号を式⑥に代入して求まる基本単位圧縮パルス $A(t-t_0)$ が $t=t_0$ 近傍にのみ大きな振幅を

有し、 $t \neq t_0$ における振幅が小さいことから、第1実施例と同様の作用がある。基本単位圧縮パルスの上述した特性は、第14図 (a) 及び (b) に示した単位波形を用いた場合にも成り立つので、この場合も第1実施例と同様の作用がある。

つづいて、上述した第3実施例の効果について説明する。

この発明の第3実施例では、第1実施例の場合と同様の作用、効果が得られるとともに、この発明と関連する特願平1-45316号及び特願平1-86383号からわかるように、信号の周波数特性を、超音波探触子 (6) の周波数特性と、試験体 S の周波数特性と、試験体 S の反射体の超音波反射に関する周波数特性とを合成した周波数特性に近付けることができる。

したがって、信号エネルギーの利用効率を高くすることが期待できる。逆に、第1の系列の要素 (±) に対応する単位波形は、上記合成周波数特性に近い周波数特性を有するように選定すれば、益々、信号エネルギーの利用効率が高くなり、S/N 比が向上することが期待できる。

なお、第1の相関器 (11) 及び第2の相関器 (12) を、タップ付混延線、掛算器及び加算器から構成する場合は、その構成法は上述した第1実施例の場合と同様である。

この発明の第4実施例の構成を第16図を参照しながら説明する。

第16図は、この発明の第4実施例を示すブロック図であり、位相符号化送信信号発生器 (1B) 以外は、上述した第2実施例のものと全く同一である。

第1の参照信号発生器 (13) は、上述した第3実施例における基本単位信号を用いて超音波探触子 (6) を駆動したときに得られるエコーの波形と同一又は類似の波形を有する信号を発生し、これを第1の参照信号として第1の相関器 (11) に伝達する。

第2の参照信号発生器 (14) は、上述した第3実施例における第2の参照信号の波形と同一又は類似の波形を有する信号を発生し、これを第2

特開平4-9658 (12)

の参照信号として第2の相関器(12)に伝達する。

つづいて、上述した第4実施例の効果について説明する。

上記第4実施例においても、第1の参照信号は、式④の右辺において $s(t_1)$ を、第3実施例における基本単位信号 $g(t_1)$ で置き換えたときに得られる信号の波形にはほぼ等しいものである。したがって、上述した第2実施例と同様の効果が、上述した第3実施例の作用、効果に相乗することが期待できる。

なお、第4実施例においても、第2の参照信号発生器(14)は、時間 T_p ごとに振幅が±1から少しずれた信号を第2の参照信号として発生してもよい。圧縮パルスC(t)が高いS/N比で得られるような波形を有する第2の参照信号を発生させればよい。

また、第1の相関器(11)及び第2の相関器(12)を、タップ付遅延線、掛算器及び加算器から構成する場合は、その構成法は上述した第2

実施例の場合と同様である。

この発明の第5実施例の構成を第17図を参照しながら説明する。

第17図は、この発明の第5実施例を示すブロック図であり、送信用の超音波探触子(6A)及び受信用の(6B)以外は、上述した第4実施例のものと全く同一である。

この第5実施例は、第4実施例の場合と同様の作用、効果を奏する。

もちろん、送信用の超音波探触子(6A)及び受信用の超音波探触子(6B)を、この発明の第1、第2及び第3実施例に適用してもよい。

この発明の第6実施例の構成を第18図を参照しながら説明する。

第18図は、この発明の第6実施例を示すブロック図であり、第3の相関器(15)及び第3の参照信号発生器(16)以外は、上述した第5実施例のものと全く同一である。

第3の参照信号発生器(16)は位相符号化送信信号発生器(1B)に接続され、第3の相関器

(15)は第2の相関器(12)及び第3の参照信号発生器(16)に入力側が接続されかつ表示器(8)に出力側が接続されている。

この第6実施例では、位相符号化送信信号発生器(1B)は、新たに第3の系列(v)を発生し、一方、第5実施例で発生させた送信信号 $s(t)$ を新たに第2の基本単位信号 $g_2(t)$ とみなして、上記第3の系列(v)と第2の基本単位信号 $g_2(t)$ とを用いて送信信号を発生させる。この送信信号の発生手順は、上述の第5実施例において、基本単位信号 $g(t)$ と第2の系列(p)とを用いた送信信号発生手順と同じ手順にしたがう。

すなわち、第3の系列(v)の符号+には第2の基本単位信号 $g_2(t)$ を割り当て、符号-には第2の基本単位信号 $g_2(t)$ に-1を掛けて得られる信号- $g_2(t)$ を割り当てて、第3の系列(v)の符号±の現れる順序にしたがって、信号± $g_2(t)$ を配列する。

第3の参照信号発生器(16)は、上記第3の

系列により位相符号化した波形と同一又は類似の波形を有する第3の参照信号を発生する。

第3の相関器(15)は、上記第3の参照信号を用いて、第2の相関器(12)の出力を相関処理を実行する。そして、この第3の相関器(15)の出力は表示器(8)に伝達され表示される。

なお、第3の相関器(15)を、タップ付遅延線、掛算器及び加算器から構成する場合、その構成法は上述した第2の相関器(12)と同様である。

この第6実施例では、送信信号の維持時間を上述した第5実施例に比べて長くすることができる。このように、送信信号の維持時間が長くなればなるほど、従来装置と比較して、掛算器の個数、及び加算器の入力端子数の差が大きくなり、ますます、動作スピードや価格の面で有利になる。

さらに、第6実施例における送信信号発生手順を繰り返し用いて、これに対応して、第4、第5、…の参照信号発生器と、第4、第5、…の相関器とを設ければ、送信信号の維持時間がますます長

特開平4-9658 (13)

くなるので、従来装置と比較して、掛算器の個数、及び加算器の入力端子数の差がますます大きくなり、動作スピードや価格の面でますます有利になる。

また、第6実施例と同様の構成を上述した第1から第4実施例に適用してもよい。

次に、各種の応用例等について説明する。

上述した各実施例においては、第1の系列(a)として長さMが4のものを用い、第2の系列(p)として長さNが3のものを用いた場合について説明したが、長さM及びNについてはこれに限らない。長さM及びNが任意の自然数の場合にも適用できる。

例えば、第1の参照信号として基本単位信号を用い、時間 δ の間にK個のサンプリング点がある場合について、長さM及びNを任意の自然数として考えてみる。

$T_p = M \delta$ とした場合には、第1の相関器(11)は、タップ数 $M \times K$ 個のタップ付遅延線(11a)と、タップ付遅延線(11a)の各

出力タップに接続された $M \times K$ 個の掛算器(11b)と、入力端子数 $M \times K$ 個の加算器(11c)とから第9図と同様に構成すればよい。

また、第2の相関器(12)は、タップ数 $(N-1) \times M \times K$ 個のタップ付遅延線(12a)と、このタップ付遅延線(12a)の出力タップにおいて、 $M \times K$ 個おきに接続されたN個の掛算器(12b)と、入力端子数 $N \times M \times K$ 個の加算器(12c)とから、第10図と同様に構成すればよい。

この場合も、従来装置では、タップ数 $M \times N \times K$ 個のタップ付遅延線(10a)と、このタップ付遅延線(10a)の各出力タップに接続された $M \times N \times K$ 個の掛算器(10b)と、入力端子数 $M \times N \times K$ 個の加算器(10c)とが要求されるから、上述した実施例の場合と同様の効果がある。

つぎに、 $T_p > M \delta$ 又は $T_p < M \delta$ の場合について考えてみる。これらの場合には、時間 T_p の間に、K個のサンプリングがあるものとすると、

第1の相関器(11)は、タップ数 $M \times K$ 個のタップ付遅延線(11a)と、タップ付遅延線(11a)の各出力タップに接続された $M \times K$ 個の掛算器(11b)と、入力端子数 $M \times K$ 個の加算器(11c)とから第9図と同様に構成し、また、第2の相関器(12)は、タップ数 $(N-1) \times K$ 個のタップ付遅延線(12a)と、このタップ付遅延線(12a)の出力タップにおいて、 K 個おきに接続されたN個の掛算器(12b)と、入力端子数 N 個の加算器(12c)とから、第10図と同様に構成すればよい。この場合も、上述した実施例の場合と同様の作用、効果がある。

また、一般に、第1の参照信号の継続時間内にK個のサンプリング点があり、時間 T_p の間に、K個のサンプリングがあるものとすると、第1の相関器(11)は、タップ数K個のタップ付遅延線(11a)と、タップ付遅延線(11a)の各出力タップに接続されたK個の掛算器(11b)と、入力端子数K個の加算器(11c)

とから第9図と同様に構成し、また、第2の相関器(12)は、タップ数 $(N-1) \times K$ 個のタップ付遅延線(12a)と、このタップ付遅延線(12a)の出力タップにおいて、 K 個おきに接続されたN個の掛算器(12b)と、入力端子数 N 個の加算器(12c)とから、第10図と同様に構成すればよい。この場合も、上述した実施例の場合と同様の作用、効果がある。

さらに、上述した各実施例では、 $h(t)$ がデルタ関数の場合について説明したが、 $h(t)$ が振動成分などを含む任意の波形を有する関数の場合についても、上述した実施例の場合と同様の作用、効果がある。

さらに、上述した各実施例では、第1の系列と第2の系列とが異なる場合について説明したが、これら2つの系列は同一でもよい。また、これらの系列の特性に対する制限はない。

さらに、上述した各実施例では、第1及び第2の系列が2値有限長系列である場合について説明したが、この発明はこれに限らず、上記第1及び

特開平4-9658 (14)

第2の系列は、どちらか一方が、又は両方が2値周期系列であってもよい。2値周期系列の場合には、第1又は第2の相間器はそれぞれ対応する2値周期系列の1周期分について上述した実施例における場合と同様に構成すればよい。

さらに、上述した第1の参照信号は、基本単位信号により超音波探触子を励振したときに、この超音波探触子により得られる試験体Sの表面若しくは底面からのエコーの波形と同一若しくは類似の波形、又は別の対象物の表面若しくは底面からのエコーの波形と同一若しくは類似の波形を有する信号であってもよい。

さらに、上述した第1の参照信号は、基本単位信号により超音波探触子を励振したときに、振幅又は位相符号化送信信号発生器の出力端から超音波探触子、試験体S、超音波探触子を介して第1の相間器の入力端に至る信号伝搬経路の周波数応答特性と、基本単位信号とに基づいて算出された波形を有する信号であってもよい。なお、上記信号伝搬経路の周波数応答特性には、試験体Sの反

射体の反射に関する周波数特性を含んでも構わない。

この発明の実施例は、上述したように、相間器の構成が従来に比べて簡単になり、これにより動作スピードを向上でき、また、低価格化が図れるという効果を奏するとともに、第1の系列の要素(±)に対応させる単位波形として、超音波探触子、試験体及びその反射体の周波数応答特性を考慮して選定した波形を用いれば、信号エネルギーの利用効率を向上でき、より大きいS/N比で検査できるという効果を奏し、超音波探触子、試験体及びその反射体がもっている総合周波数応答特性を有する参照信号発生器に送信信号を通した場合には、より大きいS/N比で検査できるという効果を奏す。

ところで、上記説明では、超音波探傷装置に利用する場合について述べたが、その他の例えば超音波診断装置などにも利用できることはいうまでもない。

また、上記説明では、超音波探触子を試験体に

接触させている場合について述べたが、超音波探触子は接触させなくてもよい。この場合、超音波探触子と試験体との間の超音波の送受信は、水などのカップリング媒体を介して行えばよい。

さらに、この発明は、超音波アレイ探触子を構成する個別の素子の超音波の送受信回路系に適用してもよい。

さらに、上記説明では、波動として超音波を用いる場合について述べたが、超音波以外の波動、例えば、電磁波を用いるシステムの送受信回路系に適用しても構わない。

〔発明の効果〕

この発明は、以上説明したとおり、第1の系列に基づいて基本単位信号を生成し、前記基本単位信号及び第2の系列に基づいて送信信号を発生する送信信号発生手段と、前記送信信号により励振されて波動を対象物に送信する送信手段と、前記対象物に反射されたエコーを受信する受信手段と、前記第1の系列に基づいて生成される第1の参照信号を用いて、前記エコーを相間処理する第1の

相間手段と、前記第2の系列に基づいて生成される第2の参照信号を用いて、前記第1の相間手段の出力を相間処理する第2の相間手段とを備えたので、動作スピードを向上でき、また、低価格化が図れるという効果を奏す。

4. 図面の簡単な説明

第1図はこの発明の第1実施例を示すブロック図、第2図はこの発明の第1実施例の基本単位信号を示す波形図、第3図はこの発明の第1実施例の送信信号を示す波形図、第4図はこの発明の第1実施例の基本単位圧縮パルスを示す波形図、第5図はこの発明の第1実施例の第1の相間器の出力信号を示す波形図、第6図はこの発明の第1実施例の第2の参照信号を示す波形図、第7図はこの発明の第1実施例の圧縮パルスを示す波形図、第8図はこの発明の第1実施例の他の送信信号を示す波形図、第9図はこの発明の第1実施例の第1の相間器を示すブロック図、第10図はこの発明の第1実施例の第2の相間器を示すブロック図、第11図はこの発明の第2実施例を示すブロック

特開平4-9658 (15)

図、第12図はこの発明の第3実施例を示すブロック図、第13図はこの発明の第3実施例の基本単位信号を示す波形図、第14図(a)及び(b)はこの発明の第3実施例の単位波形を示す波形図、第15図はこの発明の第3実施例の送信信号を示す波形図、第16図はこの発明の第4実施例を示すブロック図、第17図はこの発明の第5実施例を示すブロック図、第18図はこの発明の第6実施例を示すブロック図、第19図は従来の検査装置を示すブロック図、第20図は従来の検査装置の送信信号を示す波形図、第21図は従来の検査装置の圧縮パルスを示す波形図、第22図は従来の検査装置の相関器を示すブロック図である。

図において、

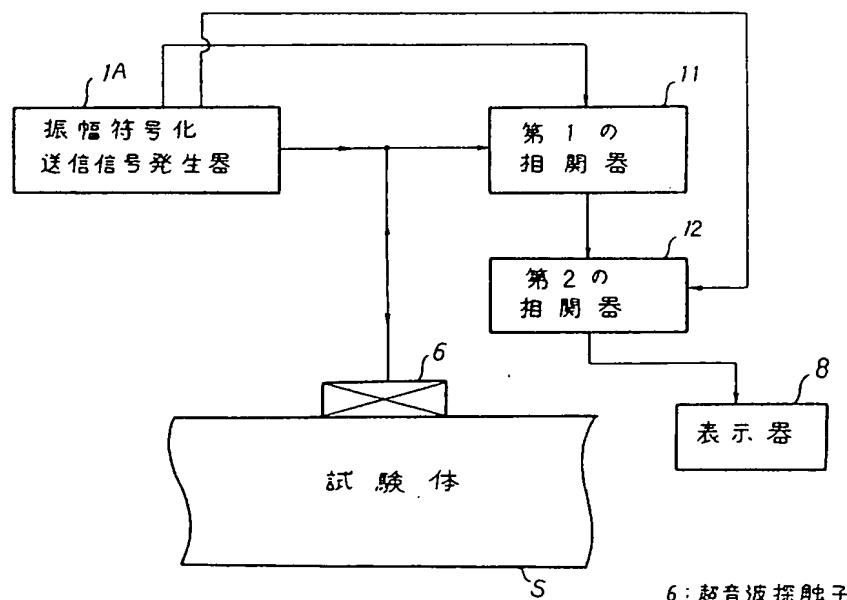
- (1A) … 振幅符号化送信信号発生器、
- (1B) … 位相符号化送信信号発生器、
- (6) … 超音波探触子、
- (6A) … 送信用の超音波探触子、
- (6B) … 受信用の超音波探触子、
- (8) … 表示器、

- (11) … 第1の相関器、
- (12) … 第2の相関器、
- (13) … 第1の参照信号発生器、
- (14) … 第2の参照信号発生器、
- (15) … 第3の相関器、
- (16) … 第3の参照信号発生器である。

なお、各図中、同一符号は同一、又は相当部分を示す。

代理人 曽我 道照

第1図

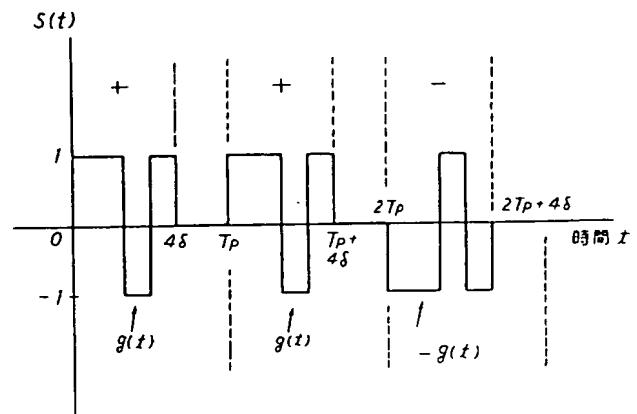
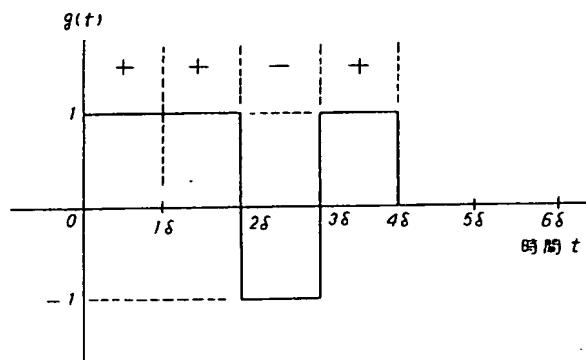


6:超音波探触子

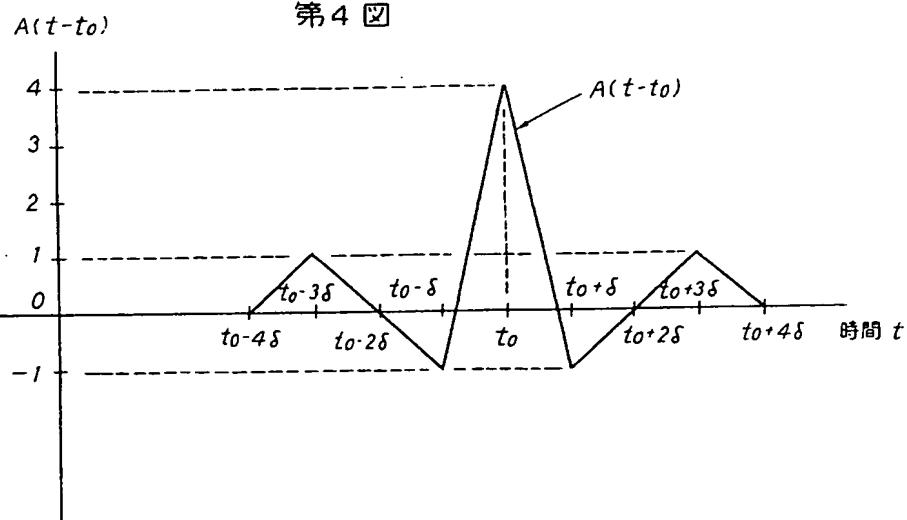
特開平4-9658 (16)

第3図

第2図

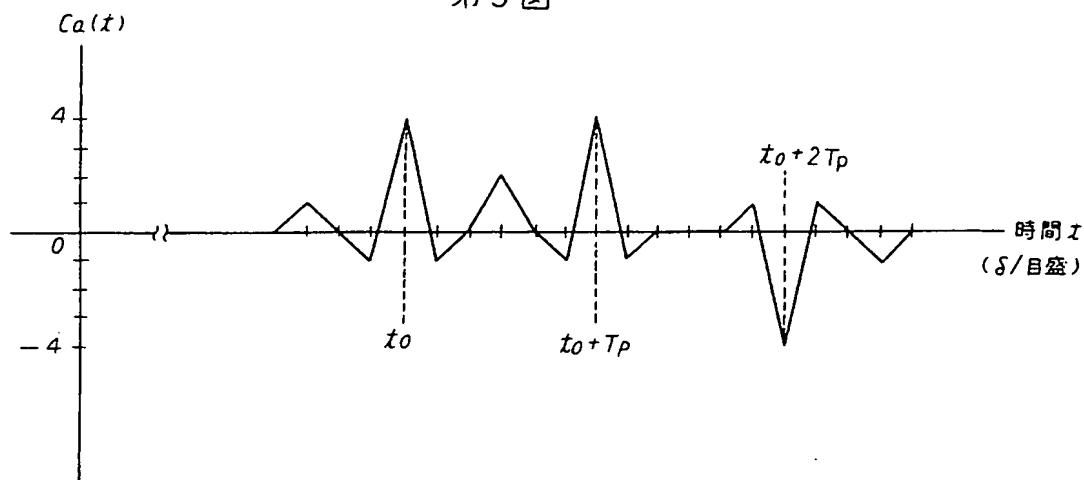


第4図

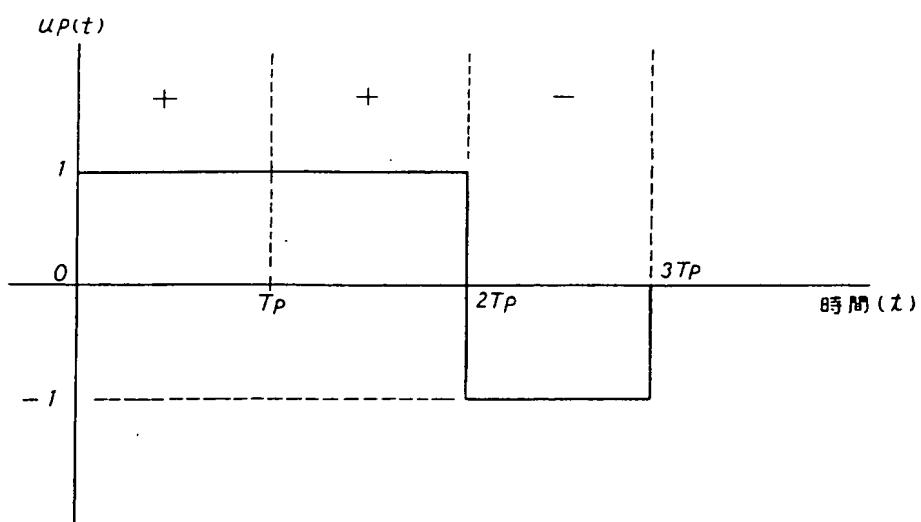


特開平4-9658 (17)

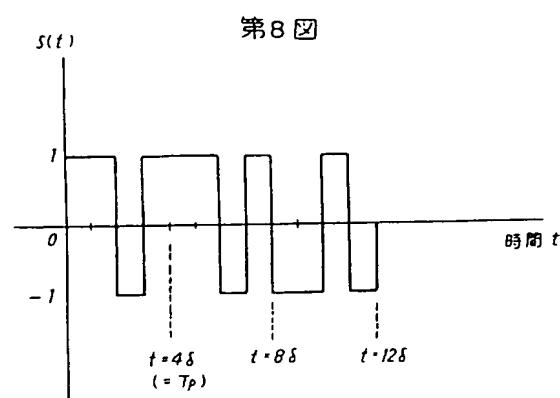
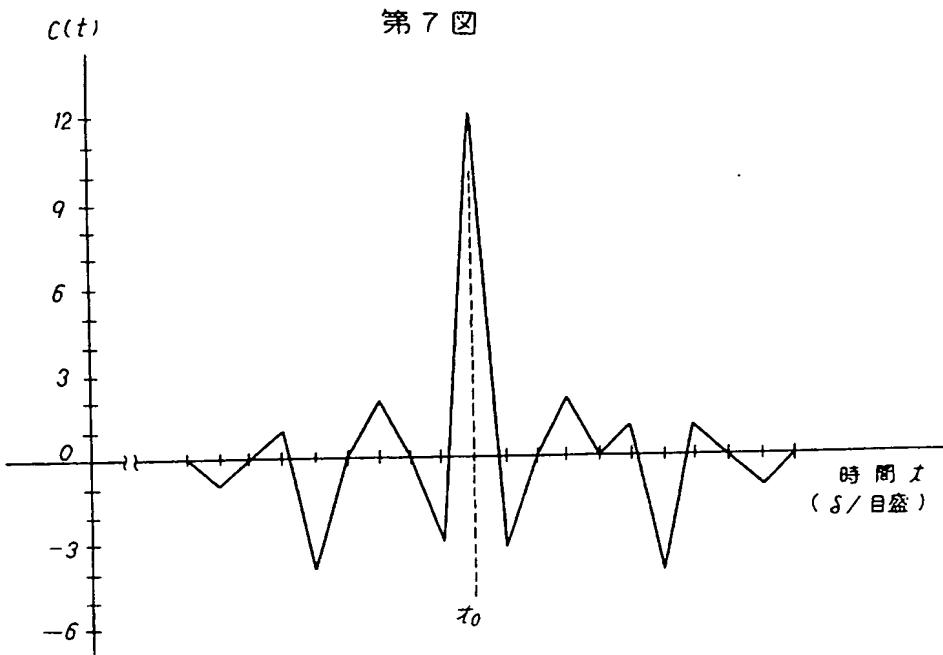
第5図



第6図

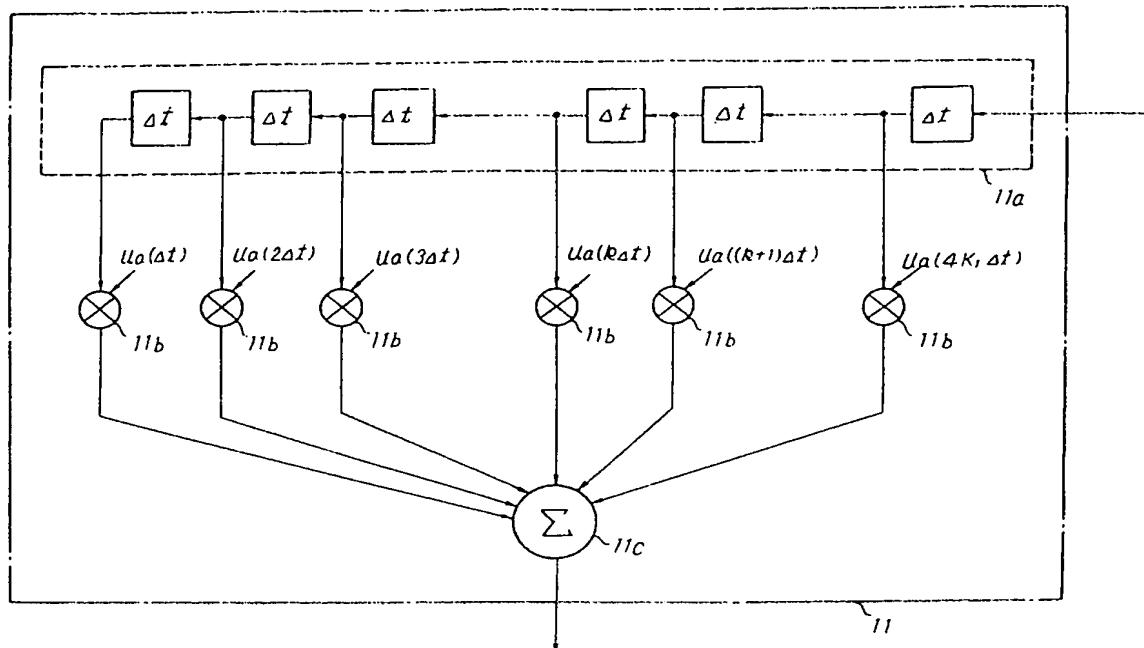


特開平4-9658 (18)



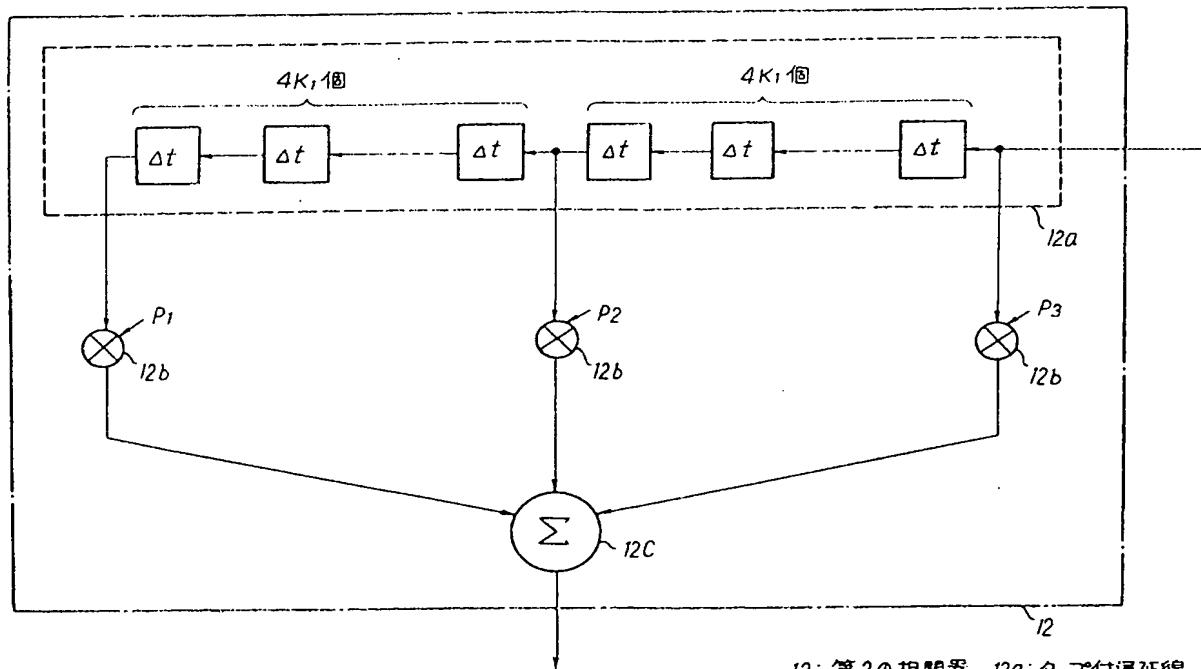
特開平4-9658 (19)

第9図



II : 第1の相關器 IIa : タップ付遅延線
 IIb : 掛算器 IIc : 加算器

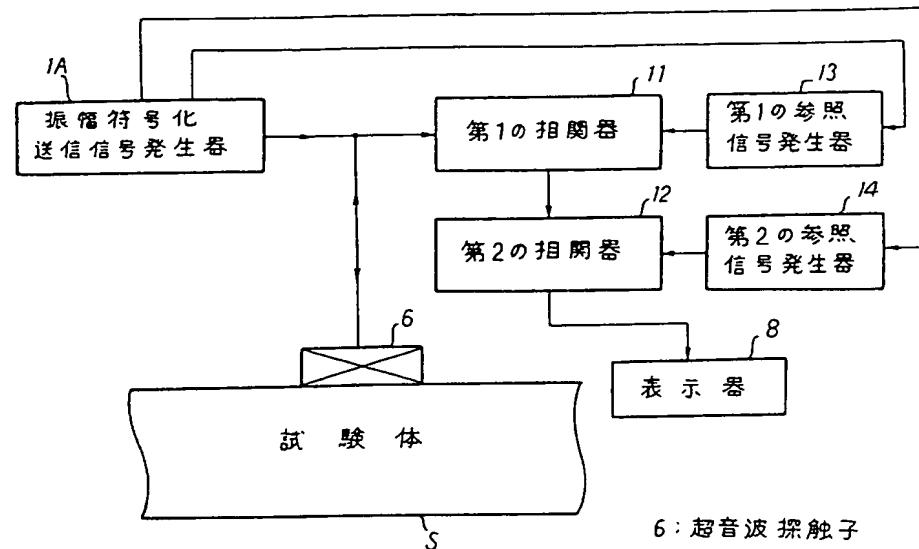
第10図



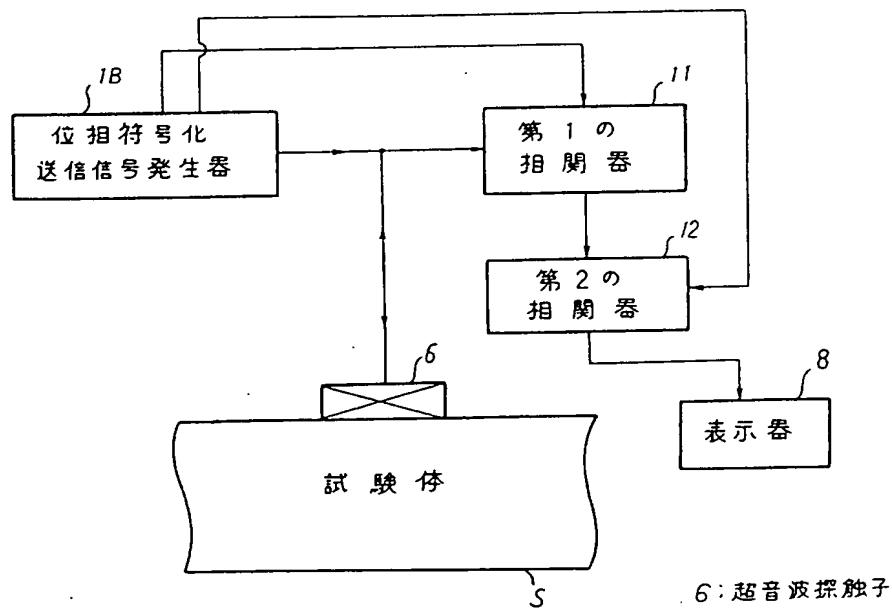
$I2$: 第2の相關器 $I2a$: タップ付遅延線
 $I2b$: 掛算器 $I2c$: 加算器

特開平4-9658 (20)

第11図

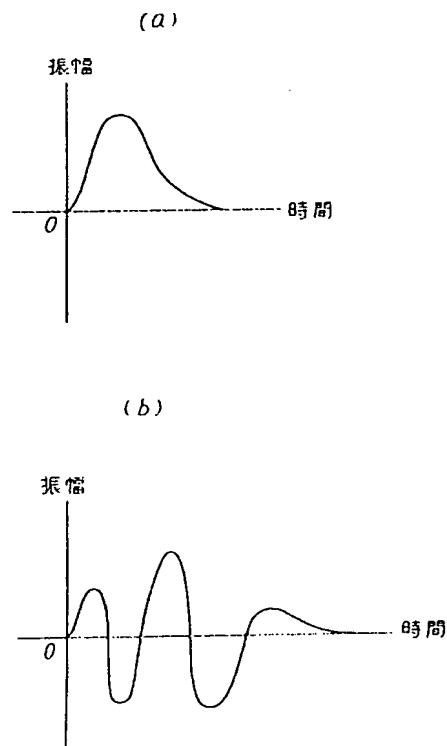


第12図

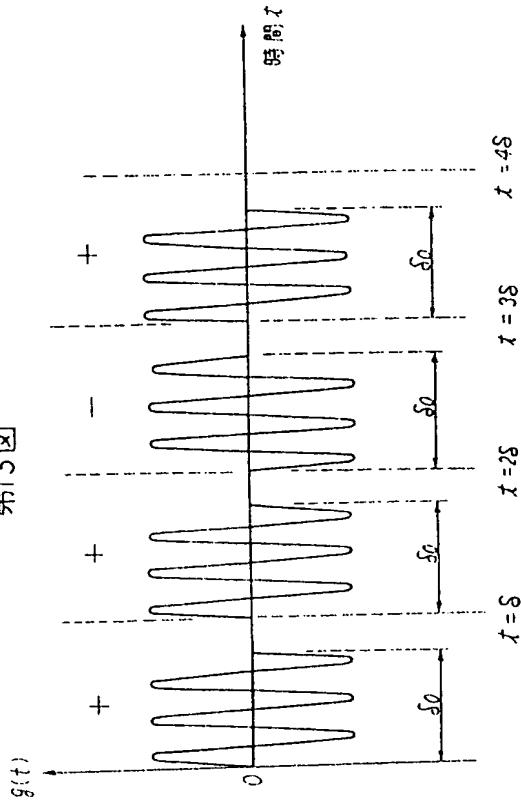


特開平4-9658 (21)

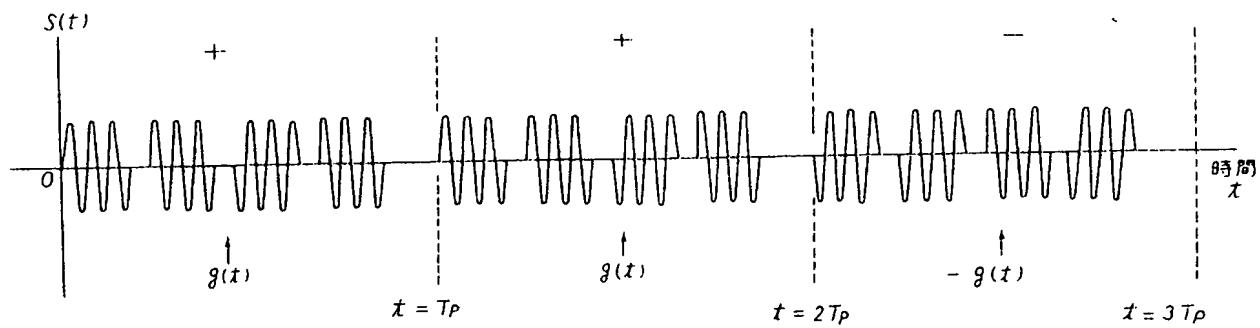
第14図



第13図

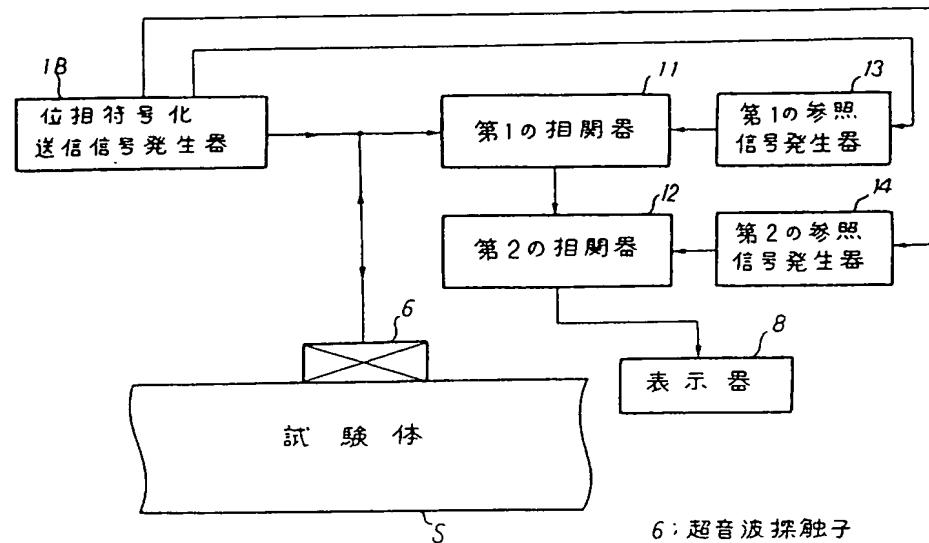


第15図

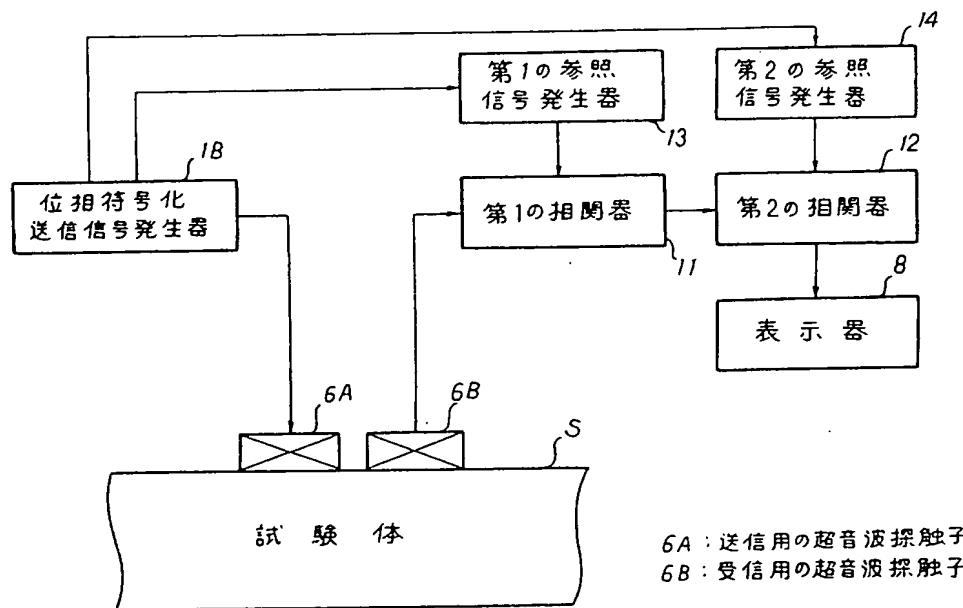


特開平4-9658 (22)

第16図

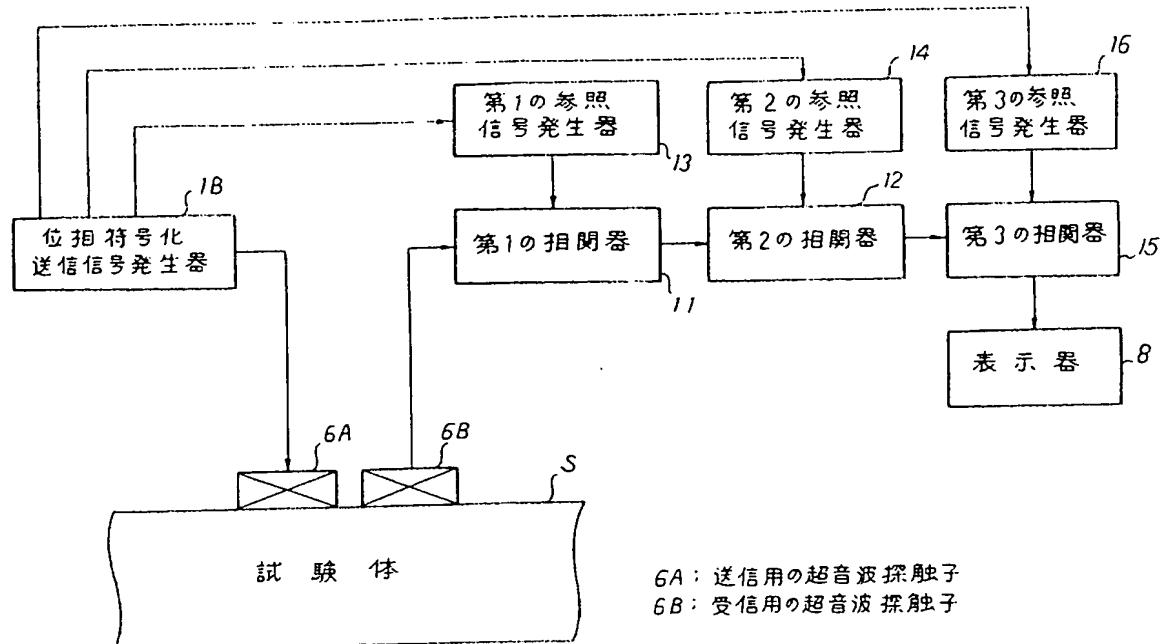


第17図

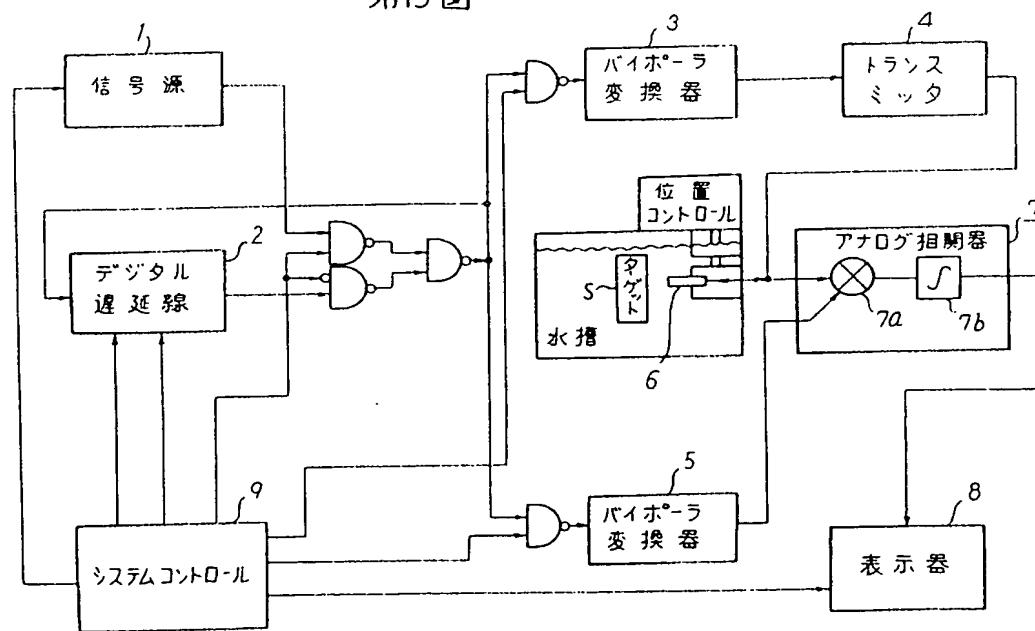


特開平4-9658 (23)

第18図

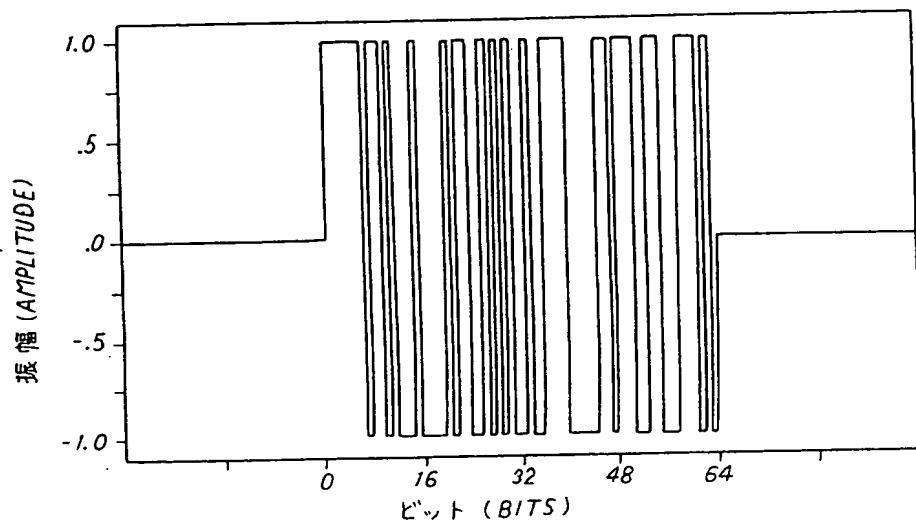


第19図

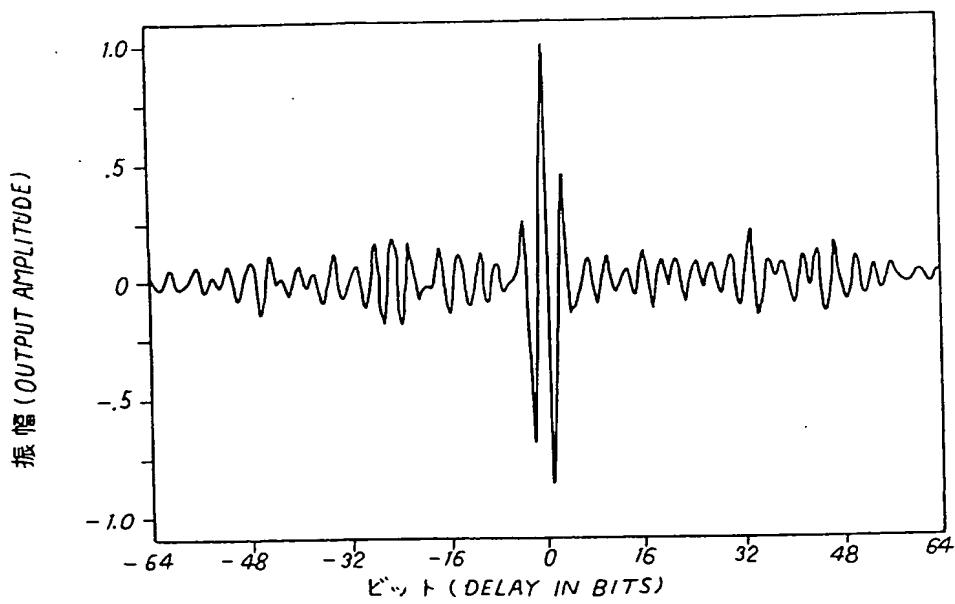


特開平4-9658 (24)

第 20 図

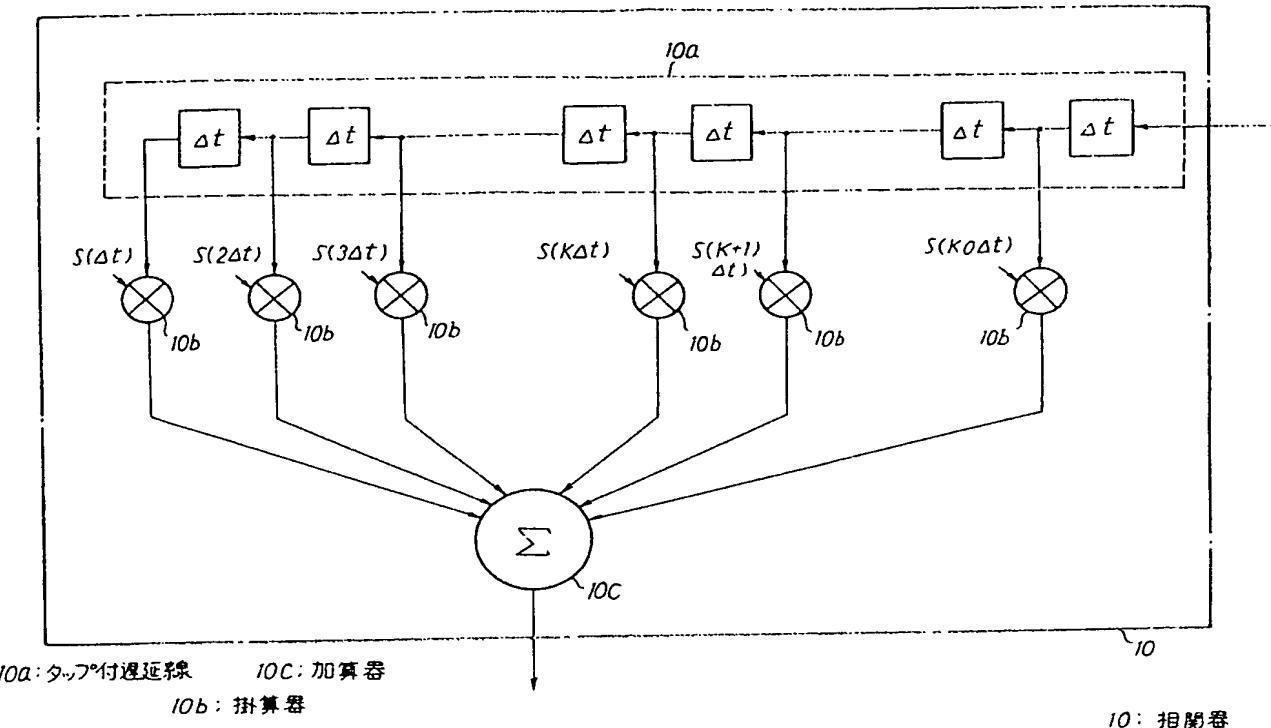


第 21 図



特開平4-9658 (26)

第 22 図



手 続 補 正 書

平成2年12月28日

特許庁長官 殿

1. 事件の表示

特願平 2-109990号

2. 発明の名称

検査装置

3. 補正をする者

特許出願人

事件との関係 住 所 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
名 称 (601)三菱電機株式会社

代表者 志岐 守哉

4. 代理 人

住 所 東京都千代田区丸の内三丁目1番1号
国際ビルディング 8階
電 話 03(216)5811[代表]

氏 名 (5787)弁理士 曽我 道照



5. 補正の対象

- (1) 明細書の特許請求の範囲の欄
- (2) 明細書の発明の詳細な説明の欄
- (3) 図 面

方 式
審査



6. 補正の内容

- (1) 特許請求の範囲を別紙のとおり補正する。
- (2) 明細書第6頁第9行～第11行の「さらに、信号源(1)とデジタル遅延線(2)との間、信号源(1)と」を「さらに、信号源(1)と」と補正する。
- (3) 明細書第17頁第9行、第18頁第4行及び第53頁第17行～第18行の「前記対象物に反射された」を「前記対象物から反射された」と補正する。
- (4) 明細書第21頁第18行～第19行の「符号は±1」を「符号(±)は±1」と補正する。
- (5) 明細書第46頁第1行の「位相符号化」を「振幅符号化」と補正する。
- (6) 明細書第46頁第4行の「出力を」を「出力の」と補正する。
- (7) 明細書第47頁第17行の「考えてみる。」を「考えてみる。とくに、MあるいはNが1であっても構わない。」と補正する。
- (8) 明細書第49頁第1行、同頁第3行及び

特開平4-9658 (26)

同頁第4行の「 $M \times K$,」を「 $M \times K$,」と補正する。

(9) 明細書第50頁第8行の「効果がある。」を「効果がある。なお、Mが1の場合は、基本単位信号の波形は、矩形波形、近似的矩形波形、正弦波形、滑らかな曲線部を有する波形、あるいは、振動波形などの単位波形自体に等しい。したがって、この場合には、上述した第1実施例及び第3実施例では第1の相関器(11)は取り除いてよい。また、第2実施例、第4実施例、第5実施例及び第6実施例などでは、第1の相関器(11)は、整合フィルタあるいは近似的整合フィルタとして機能させるべくそのまま残しておけばよい。また、Nが1の場合は、上述した第1から第6実施例において第2の相関器(12)は取り除いてよい。」と補正する。

(10) 図面の第22図を別紙のとおり補正する。

以上

前記第1の系列の正符号若しくは負符号に単位波形若しくは前記単位波形に-1を掛算して得られる波形を割り当てた信号。

前記第1の系列の正符号若しくは負符号に矩形波形若しくは前記矩形波形に-1を掛算して得られる波形を割り当てた信号。

又は

前記第1の系列の正符号若しくは負符号に振動波形若しくは前記振動波形に-1を掛算して得られる波形を割り当てた信号。

であることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の検査装置。

(3) 前記送信信号は、前記第2の系列の正符号若しくは負符号に前記基本単位信号が有する波形若しくは前記基本単位信号が有する波形に-1を掛算して得られる波形を割り当てた信号であることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の検査装置。

(4) 前記第1の参照信号は、前記基本単位信号が有する波形を有する信号

(別紙)

特許請求の範囲

(1) 第1の系列に基づいて基本単位信号を生成し、前記基本単位信号及び第2の系列に基づいて送信信号を発生する送信信号発生手段。

前記送信信号により励振されて波動を対象物に送信する送信手段。

前記対象物から反射されたエコーを受信する受信手段。

前記第1の系列に基づいて生成される第1の参照信号を用いて、前記エコーを相関処理する第1の相関手段、

並びに

前記第2の系列に基づいて生成される第2の参照信号を用いて、前記第1の相関手段の出力を相関処理する第2の相関手段

を備えたことを特徴とする検査装置。

(2) 前記基本単位信号は、前記第1の系列を用いて振幅符号化若しくは位相符号化された波形を有している信号。

若しくは

前記基本単位信号により前記送信手段を励振したとき前記受信手段により得られる前記対象物からのエコーの波形と同一若しくは類似の波形を有する信号。

又は

前記第2の参照信号は、前記第2の系列を用いて振幅符号化された波形と同一若しくは類似の波形を有する信号

であることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の検査装置。

以上

特開平4-9658 (27)

第 22 図

